

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2000-216703

(43)Date of publication of application : 04.08.2000

(51)Int.Cl.

H04B 1/707

H04B 1/10

H04L 1/00

(21)Application number : 11-012966

(71)Applicant : YRP IDO TSUSHIN KIBAN GIJUTSU

KENKYUSHO:KK

TOYO COMMUN EQUIP CO LTD

(22)Date of filing : 21.01.1999

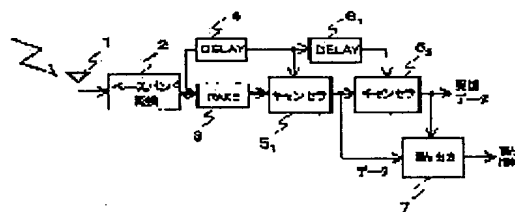
(72)Inventor : WADA YOSHIO

## (54) ERROR ESTIMATE DEVICE FOR DIRECT SPREAD RECEPTION DATA AND DIRECT SPREAD RECEIVER

## (57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an error estimate device for direct spread reception data that can simply estimate a bit error rate from received data, and to provide a direct spread receiver.

SOLUTION: A 1st stage interference canceller 51 generates a replica of an interference signal included in a direct spread signal on the basis of an output of a Rake reception section 3. The direct spread signal from which the effect of an interference signal is reduced is generated by subtracting the replica from the direct spread signal passing through a delay section 4, inverse spread processing is applied to the direct spread signal and received data are outputted. An error output section 7 outputs the rate of dissidence between an input data value to and an output data value from a 2nd stage interference canceller 52.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 21.01.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2991236

[Date of registration] 15.10.1999

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2000 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2000-216703

(P2000-216703A)

(43) 公開日 平成12年8月4日 (2000.8.4)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テマコード (参考)
H 0 4 B 1/707		H 0 4 J 13/00	D 5 K 0 1 4
1/10		H 0 4 B 1/10	L 5 K 0 2 2
H 0 4 L 1/00		H 0 4 L 1/00	C 5 K 0 5 2

審査請求 有 請求項の数 7 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平11-12966

(22) 出願日 平成11年1月21日 (1999.1.21)

(71) 出願人 395022546

株式会社ワイ・アール・ビー移動通信基盤  
技術研究所  
神奈川県横須賀市光の丘3番4号

(71) 出願人 000003104

東洋通信機株式会社  
神奈川県高座郡寒川町小谷2丁目1番1号

(72) 発明者 和田 善生

神奈川県横須賀市光の丘3番4号 株式会  
社ワイ・アール・ビー移動通信基盤技術研  
究所内

(74) 代理人 100105500

弁理士 武山 吉孝 (外3名)

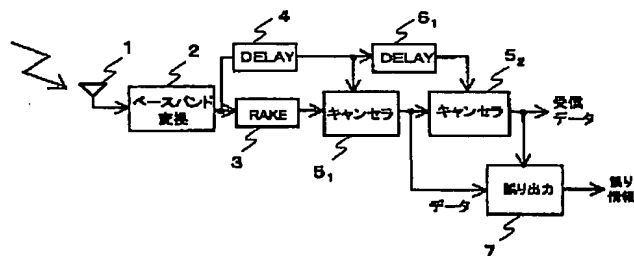
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直接拡散受信データの誤り推定装置および直接拡散受信装置

(57) 【要約】

【課題】 受信データから簡単にビット誤り率を推定できる直接拡散受信データの誤り推定装置、および、直接拡散受信装置を提供する。

【解決手段】 1段目の干渉キャンセラ5<sub>1</sub>は、Rake受信部3の出力に基づいて、直接拡散信号に含まれる干渉信号のレプリカを生成する。遅延部4を通過した直接拡散信号からレプリカを差し引くことにより、干渉信号の影響が低減された直接拡散信号を生成し、これに対して逆拡散を行い、受信データを出力する。誤り出力部7は、2段目の干渉キャンセラ5<sub>2</sub>の入力データの値および出力データの値との不一致の割合を出力する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 直接拡散信号からあらかじめ得られた受信データに基づき、前記直接拡散信号に含まれる干渉信号のレプリカを生成し、前記直接拡散信号から前記レプリカを差し引いた信号に基づいて、干渉信号の影響が低減された受信データを出力する干渉キャンセラ、および、前記干渉キャンセラの入力データの値および出力データの値を比較して不一致の割合に基づいた誤り情報を出力する誤り情報出力手段、を有することを特徴とする直接拡散受信データの誤り推定装置。

【請求項2】 直接拡散信号を受信して受信データを出力する初期データ受信部、前記直接拡散信号からあらかじめ得られた受信データに基づき、前記直接拡散信号に含まれる干渉信号のレプリカを生成し、前記直接拡散信号から前記レプリカを差し引いた信号に基づいて、干渉信号の影響が低減された受信データを出力する複数段の干渉キャンセラを有するとともに、前記干渉キャンセラの第1段目に前記初期データ受信部の出力を入力し、前記複数段の干渉キャンセラが縦続的に動作する干渉キャンセル部、および、前記干渉キャンセラの各段に対応し、前記干渉キャンセラの各段の入力データの値および出力データの値を比較して不一致の割合を出力する複数の比較部を有し、該比較部の出力に基づいて誤り情報を出力する誤り情報出力部、を有することを特徴とする直接拡散受信データの誤り推定装置。

【請求項3】 前記誤り情報に基づいて受信品質情報を送信する送信手段を有することを特徴とする請求項1または2に記載の直接拡散受信データの誤り推定装置。

【請求項4】 直接拡散信号を受信して受信データを出力する初期データ受信部、前記直接拡散信号からあらかじめ得られた受信データに基づき、前記直接拡散信号に含まれる干渉信号のレプリカを生成し、前記直接拡散信号から前記レプリカを差し引いた信号に基づいて、干渉信号の影響が低減された受信データを出力する複数段の干渉キャンセラを有するとともに、前記干渉キャンセラの第1段目に前記初期データ受信部の出力を入力し、前記複数段の干渉キャンセラが縦続的に動作する干渉キャンセル部、前記干渉キャンセラの各段に対応し、前記干渉キャンセラの各段の入力データの値および出力データの値を比較して不一致の割合を出力する複数の比較部を有し、該複数の比較部の出力に基づいて誤り情報を出力する誤り情報出力部、および、前記複数段の干渉キャンセラの縦続動作に伴い前記誤り情報に応じて、前記干渉キャンセル部の動作を途中で停止させるとともに、前記干渉キャンセル部の出力を受信

装置の出力データとする制御手段、を有することを特徴とする直接拡散受信装置。

【請求項5】 直接拡散信号を受信して受信データを出力する初期データ受信部、前記直接拡散信号からあらかじめ得られた受信データに基づき、前記直接拡散信号に含まれる干渉信号のレプリカを生成し、前記直接拡散信号から前記レプリカを差し引いた信号に基づいて、干渉信号の影響が低減された受信データを出力する複数段の干渉キャンセラを有するとともに、前記干渉キャンセラの第1段目に前記初期データ受信部の出力を入力し、前記複数段の干渉キャンセラが縦続的に動作する干渉キャンセル部、前記干渉キャンセラの所定の段に対応し、前記干渉キャンセラの所定の段の入力データの値および出力データの値を比較して不一致の割合を出力する比較部を有し、該比較部の出力に基づいて誤り情報を出力する誤り情報出力部、および、前記複数段の干渉キャンセラの縦続動作に伴い、前記誤り情報に応じて、前記複数段の干渉キャンセラを縦続動作させる段数を決定し、前記干渉キャンセル部の出力を受信装置の出力データとする制御手段、を有することを特徴とする直接拡散受信装置。

【請求項6】 前記初期データ受信部は、直接拡散信号を受信するRake受信部であることを特徴とする請求項4または5に記載の直接拡散受信装置。

【請求項7】 前記誤り情報に基づいて受信品質情報を送信する送信手段を有することを特徴とする請求項4ないし6のいずれか1項に記載の直接拡散受信装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、DS-CDMA (Direct Sequence - Code Division Multiple Access) システム等に用いる直接拡散受信装置、および、直接拡散受信データの誤り推定装置に関するものである。

## 【0002】

【従来の技術】 DS-CDMAシステムとして、北米で標準化されたCDMA方式セルラ電話システム (TIA IS95) がある。このシステムでは、下りリンクにおいて、パイロットチャンネルにパイロットシンボルを挿入して送信し、受信側でこのパイロットチャンネルの受信信号に基づいてキャリア位相を検出して同期検波を行っている。図9は、DS-CDMAシステムにおける下りリンクの構成を示す図である。101は基地局、102は子局である。下りリンクは基地局101から子局102へのリンクである。図10は、DS-CDMAシステムにおける基地局の送信装置の概要構成図である。符号多重部103においては、データ1からデータNまでの通信チャンネル (Nは1以上の整数) のデータとパイロットチャンネル用にオール1とされたデータとが、直交符号発生器107において生成された直交符号をそ

れぞれ割り当てられて符号多重され、乗算器104においてPN発生器108からのPN信号を乗算されることにより直接拡散され、乗算器105において、基準周波数発振器109の基準周波数信号(キャリア)と乗算(変調)し、このキャリアに乗せて送信アンテナ106から送信される。

【0003】図11は、DS-CDMAシステムにおける子局の受信装置の概要構成図である。受信アンテナ110により受信された信号は、乗算器111において基準周波数発振器112の正弦波基準周波数信号と乗算されて、ベースバンドの受信信号に変換される。DS-CDMAシステムの復調器の特徴として、Rake受信方式が採用されている。基地局から送信された信号は、複数のパスを通過して受信アンテナ110に到達するので、受信信号は、振幅、キャリア位相、および、遅延時間の異なる複数の信号が合成されたものとなる。Rake受信方式は、ベースバンドの受信信号を逆拡散することにより、パス1～パスKの受信信号に分離して最大比合成(Rake合成)することにより、1つのインパルスレスポンスにして、受信信号のC/N特性を向上させる。

【0004】ベースバンドの受信信号は、Rake受信部121およびサーチャータ部122に出力される。ベースバンドの受信信号は、Rake受信部121において、K個のフィンガー118<sub>1</sub>～118<sub>K</sub>に入力される。各フィンガー118<sub>1</sub>～118<sub>K</sub>は、それぞれ1～K番目のパスに対する復調器である。図示の例では、最大K個のパスの信号を受信できる。各フィンガー118<sub>1</sub>～118<sub>K</sub>は、同一構成である。ベースバンドの受信信号は、乗算器113において、PN発生器114から出力されるPN符号と乗算されてPN同期が取られ、乗算器115において、直交符号発生器117から出力された、この子局(以後、「ユーザ」という)の通信チャンネルの直交符号と乗算され、積分器116において、このユーザの通信チャンネルの受信信号が1シンボル期間にわたって積分されることにより逆拡散される。フィンガー118<sub>1</sub>～118<sub>K</sub>からは、それぞれに対応するパス1～Kにおけるユーザの通信チャンネルの逆拡散された受信信号が合成回路119に出力される。

【0005】ここで、PN発生器114および直交符号発生器117には、インパルスレスポンスを推定するサーチャータ部122内の制御部129から、それぞれのパス1～Kに対するタイミング信号が供給される。その結果PN発生器114および直交符号発生器117は、それぞれ、対応するパス1～KのPN符号および直交符号と同期がとられたPN符号および直交符号を出力する。

【0006】サーチャータ部122において、ベースバンドの受信信号は、乗算器123においてPN発生器124から出力されるPN符号と乗算され、乗算器125において直交符号発生器126から出力された、パイロットチャンネルの直交符号と乗算されて、パイロットチャ

ネルの受信信号が分離される。つぎに、積分器127において1シンボル分積分され、さらに複数シンボル分の平均化を行うフィルタ128を通し、ある1つのパスkにおけるパイロットチャンネルのベースバンドの受信信号振幅、および、基準周波数信号に対する位相(キャリア位相)を表す基準信号W(k)が作られ、制御部129に出力される。W(k)は複素数であり、k=1～Kである。パス1～パスKとしては、電力の大きいパスがK個選択される。

【0007】制御部129においては、PN発生器124のPN符号が受信信号に符号同期するようにPN発生器124をタイミング制御するとともに、直交符号発生器126の直交符号が受信信号に符号同期するように直交符号発生器126をタイミング制御する。制御部129は、時間を分割して、Kフィンガー分のK個の基準信号W(k)を生成する。また、時間を分割して、Rake受信部121のKフィンガー118<sub>1</sub>～118<sub>K</sub>のPN発生器114および直交符号発生器117にタイミング信号を出力する。

【0008】合成回路119において、各フィンガー118<sub>1</sub>～118<sub>K</sub>からのユーザの通信チャンネルの信号は、各パス1～Kのパイロットチャンネルの受信信号から得た基準信号W(k)に基づいて、各パス1～Kにおけるユーザの通信チャンネルの受信信号の位相オフセットが取り除かれることにより同期検波され、さらにRake合成される。Rake合成された受信信号は、デコード部120においてデコードされて、自局の通信チャンネルの所望のデータが出力される。

【0009】このように、既知のデータが伝送されているパイロットチャンネルの、逆拡散された受信信号を用いて各パスkのインパルスレスポンスを推定することにより、各パスkの受信信号の位相オフセットを除去している。なお、図示を省略したが、図11に示した乗算器111は、実際には2個設けられ、受信アンテナ110により受信された信号は、基準周波数信号と直交する直交基準周波数信号とも乗算され、基準周波数信号と同相および直交する2系列のベースバンドの受信信号(通常、複素数で表される)となる。そして、2系列に対して個別に後段の処理が行われ、合成回路119において、この2系列が基準周波数信号(キャリア)の位相に対する同相成分および直交成分となって同期検波される。

【0010】一般に、高速データ伝送をDS-CDMAシステムで行おうとすると、データレートの増大によってチップレートも当然大きくなる。チップレートが大きくなると、マルチパスによる干渉量が増大する。マルチパス数が増大すると、もはやRake受信方式では伝送性能の劣化を防ぐことができない。時間遅延したパス1～パスKの到来波を合成したものが受信されると、あるパスkの到来波を逆拡散するときには、時間遅延した他

のパスの到来波は干渉信号となる。そのため、ある1つのパス $k$ のインパルスレスポンスには、他のパスの到来波との間の相互相関によって生じた干渉波成分が含まれている。そのため、パス1～パス $K$ のインパルスレスポンスをRake合成すると、伝送性能が劣化する。

【0011】このようなマルチパスによる干渉を除去する技術として、干渉キャンセラ技術がある、例えば、和田ほか1名「B5-140 DS-CDMAシステムにおけるマルチユーザ・マルチステージ型干渉キャンセラの一検討」、電子情報通信学会ソサイエティ大会(1998.9)で知られているものがあり、このような干渉キャンセラを、本出願人は、特願平10-236777号として出願している。

【0012】概要を説明すると、パイロットチャンネル等を用いて正確なインパルスレスポンスを推定する。振幅の大きなパスを $K$ 個選択し、その値を $W_k$ とする。その中で振幅値が最大となるパス $P$ を選択する。干渉キャンセラには、Rake受信データあるいは前段の干渉キャンセラの出力データが入力される。さらに、振幅最大パス $P$ 以外の各パスに対する拡散符号と $W_k$ を用いて各ユーザにおける干渉レプリカを生成する。受信信号から全ユーザの干渉レプリカを差し引いて、パス $P$ に対して逆拡散を行い、全ユーザに対するデータを検出する。すなわち、あらかじめ $W_k$ を推定し、電波伝搬の情報は推定後固定する。

【0013】また、異なる方法で干渉信号をキャンセルするものとして、佐和橋ほか2名「パイロット及びデータシンボルを用いるチャネル推定逐次更新型DS-CDMAコヒーレントマルチステージ干渉キャンセラ」、信学技報96(354)、電子情報通信学会(1996-11)RCS96-100, p. 9-16等でも知られている。

【0014】概要を説明すると、フレーム内に周期的にパイロットシンボルを有するDS-CDMAシステムであって、パワーの大きなユーザから1ユーザずつキャンセルを行う。ユーザ $k$ において、ユーザ $k$ よりもパワーの大きいユーザに対する $i$ ステージでの干渉レプリカと、パワーの小さな他ユーザに対する $i-1$ ステージでの干渉レプリカを除去し、さらに、受信信号から自局の各パスにおいて、それぞれ、各パス以外の干渉レプリカを除去し、パイロットシンボルを用いて各パスにおけるインパルスレスポンスを推定し、その値に基づいて、逆拡散を行う。各パスで逆拡散された信号がRake合成される。合成後、デコードされたデータと推定されたインパルスレスポンスをもとに干渉レプリカを生成する。

【0015】上述したマルチパスによる干渉を除去する干渉キャンセラ技術においては、干渉キャンセラの特性を向上させるために、干渉キャンセラを多段に縦続接続したマルチステージ型が有効である。しかしながら、干渉キャンセラを何段も接続させて動作させると、処理遅

延時間や消費電力が大きくなるなどの問題があった。また、子局でビット誤り率を推定することにより、受信品質情報を基地局へ送信する場合があるが、このような場合、受信データから簡単にビット誤り率を推定することができないという問題があった。

【0016】ここで、上述した干渉キャンセラ技術の第1の例である、インパルスレスポンスを推定し、電力が最大となるパス $P$ を少なくとも除いたパスの干渉をキャンセルする先願に記載の技術(以下、先行技術という)を説明することにより、干渉キャンセラの機能を具体的に説明しておく。図12は、先行技術の基本ブロック構成図である。1つのPN符号を共有する符号多重されたチャンネルが、1つの通信チャンネル(1ユーザ)および1つのパイロットチャンネルからなる場合のものである。これに対し、図11は、1つのPN符号を共有する符号多重された通信チャンネル(ユーザ)が複数の場合であるので前提が若干異なるが、Rake部に関しては、この図11を流用して説明する。

【0017】この基本構成においては、インパルスレスポンスを推定し、このインパルスレスポンスを表す基準信号 $W(k)$ を固定し、Rake受信部121で出力データ $DR$ を検出する。また、電力最大パス検出器131は、基準信号 $W(k)$ に基づいて、電力が最大となるパス $P$ を選択する。干渉キャンセラ133においては、Rake受信部121から出力されたデータを初期データとして、電力が最大となるパス $P$ 以外のパスにおける、同期検波および逆拡散を行う以前の信号を生成するとともに、パイロットチャンネルの既知のデータに基づいて、電力が最大となるパス $P$ 以外のパスにおける、逆拡散を行う以前のパイロットチャンネルの信号を生成して干渉レプリカとし、受信信号からその干渉レプリカを差し引いて、電力が最大のパス $P$ について再び逆拡散および同期検波を行うことによりデータを再び検出しなおす。このようにして、受信信号品質の劣化要因である干渉を除去することによりビット誤り率が向上する。

【0018】図11に示した、サーチャータ部122では、パイロットチャンネルの受信信号を逆拡散して得られる電力の大きいパスが $K$ 個選択され、各パス1～ $K$ のインパルスレスポンスの値として基準信号 $W(k)$ ( $k=1\sim K$ )を出力する。電力最大パス検出器131は、基準信号 $W(k)$ の中から、電力が最大となるパス $P$ を選択して、 $P$ の値を干渉キャンセラ133に出力する。

【0019】図15は、干渉キャンセラ133の動作説明図である。基地局1から送信された信号は複数のパスを通して、それぞれが異なる遅延時間の信号の合成として受信される。上段の図は、マルチパスによるインパルスレスポンスを示す。電力が最大となるパス $P$ を選択し、他のパスにおける同期検波および逆拡散を行う以前のベースバンドの受信信号を、検出データおよびパイロットチャンネルのデータに基づいて仮想的に生成し、こ

れを差し引いた受信信号に対し、最大電力のパスPにおける逆拡散を行い、下段に示すような干渉信号のキャンセルされたデータを検出する。

【0020】電力が最大となるパスPは、干渉信号を含む割合が少なく、パスPを除くパスについては、主に干渉信号であると推定する。そして、Rake受信部121から出力された1ユーザの通信チャンネルの一応確からしいデータDRを初期値として用い、これから、逆の信号処理をして、同期検波および逆拡散を行う以前の信号を生成する。同時に、パイロットチャンネルの既知のデータ $D_p$ に基づいて逆拡散を行う以前のパイロットチャンネルの信号も生成する。このようにして、パスPを除くパス1～パスKにおける干渉レプリカを生成する。そして、ベースバンドの受信信号から、パスPを除くパス1～パスKの干渉レプリカをすべて差し引くと、ほぼパスPだけのベースバンドの受信信号となる。

【0021】したがって、干渉キャンセラ133は、Rake受信部121から出力される1つの通信チャンネルの出力データDRおよびパイロットチャンネルの既知のデータ $D_p$ を用いて、最大電力のパスPを除いたK-1個のパスの干渉レプリカを生成する。そして、ベースバンドの受信信号からこの干渉レプリカを除去したベースバンドの受信信号に対し、パスPについて改めて逆拡散を行う。このようにして、仮に単一のパスPの到来波のみが受信されたと仮定したときとほぼ同様なベースバンドの受信信号に対して逆拡散をすることができる。その結果、パスの相互相関による干渉信号が除去された、通信チャンネルの受信データDCが得られる。なお、遅延部132は、Rake受信部121においてRake受信に要する処理遅延を補償するものである。

【0022】図13は、図12に示した干渉キャンセラ133の内部構成図である。1ユーザの干渉レプリカ生成部135は、1ユーザのみが使用する唯一の通信チャンネルについて、パスPを除く、K-1個のパスに対する干渉レプリカを生成する。また、パイロットチャンネルの干渉レプリカ生成部135<sub>p</sub>は、パイロットチャンネルについて、パスPを除く、K-1個のパスに対する干渉レプリカを生成する。

【0023】図14(a)、図14(b)は、それぞれ、図13に示した干渉レプリカ生成部135、135<sub>p</sub>の内部構成図である。パス1に対する干渉レプリカ生成部141<sub>1</sub>については、Rake受信部121から出力されたデータDRは、乗算器138において、パス1に対する基準信号 $W_1(1)$ と乗算されることにより、パス1のキャリア位相および振幅が付与された信号点位相および振幅を有する、同期検波される前の信号に戻される。つぎに、乗算器139においてパス1に対するPN符号である $PN_1(1)$ 、さらに、乗算器140において1ユーザのパス1に対する直交符号 $WS_1(1)$ とそれぞれ乗算されて拡散されることにより、パス1の時

間遅延を有する、逆拡散される前のベースバンド受信信号に戻されて、パス1の干渉レプリカが生成される。パス1に対する干渉レプリカ生成部141<sub>1</sub>と同様の構成が、パスPを除いてK-1個あり、これらのK-1個の信号が加算器142により加算されて、その出力信号がパスPを除くパス1～Kの干渉レプリカの出力信号となる。

【0024】ここで、 $W_1(k)$  ( $k=1\sim K$ ,  $k=P$ を除く)は、図11に示した制御部129が出力する基準信号、 $PN_1(k)$  ( $k=1\sim K$ ,  $k=P$ を除く)は、図11に示したフィンガー118<sub>k</sub>のPN発生器114が出力するPN符号、直交符号 $WS_1(k)$  ( $k=1\sim K$ ,  $k=P$ を除く)は、図11に示したフィンガー118<sub>k</sub>の直交符号発生器117が出力する1ユーザの直交符号に基づくものである。ただし、図12におけるベースバンドの受信信号を遅延部132で遅延させたように、Rake受信部121における処理遅延を補償するために、時間遅れを持たせているが、干渉キャンセラ133の内部での処理遅延も考慮して時間遅れを調整する。 $W_1(k)$ 、 $PN_1(k)$ 、 $WS_1(k)$ は、上述した制御部129、PN発生器114、直交符号発生器117の出力のそれぞれに、遅延部132と同様な遅延部を設けることによって作ることができる。

【0025】図14(b)に示す、パイロットチャンネルに対する干渉レプリカ生成部135<sub>p</sub>については、パイロットチャンネルの既知のデータ $D_p$ は、乗算器138において、パス1に対する基準信号 $W_1(1)$ と乗算されることにより、パス1のキャリア位相および振幅が付与された信号点位相および振幅を有する信号になる。つぎに、乗算器139においてパス1に対するPN符号である $PN_1(1)$ 、さらに、乗算器140においてパイロットチャンネルのパス1に対する直交符号 $WS_1(p, 1)$ とそれぞれ乗算されて拡散されることにより、パス1の時間遅延を有する、逆拡散される前のベースバンド受信信号に戻されて、パス1の干渉レプリカが生成される。図14(a)と同様に、パス1に対する干渉レプリカ生成部141<sub>1</sub>と同様の構成が、パスPを除いてK-1個あり、これらのK-1個の信号が加算器142により加算されて、その出力信号がパスPを除くパス1～Kの干渉レプリカの出力信号となる。

【0026】ここで、 $W_1(k)$  ( $k=1\sim K$ ,  $k=P$ を除く)は図11に示した制御部129が出力する基準信号、 $PN_1(k)$  ( $k=1\sim K$ ,  $k=P$ を除く)は図11に示したサーチャータ部122のPN発生器124が出力するPN符号(フィンガー118<sub>k</sub>のPN発生器114が出力するPN符号と一致する)、直交符号 $WS_1(p, k)$  ( $k=1\sim K$ ,  $k=P$ を除く)は図11に示したサーチャータ部122の直交符号発生器126が出力するパイロットチャンネルの直交符号に基づくものである。ただし、Rake受信部121における処理遅延を

補償するために時間遅れを持たせ、かつ、干渉キャンセラ133の内部での処理遅延も考慮して時間遅れが調整される。 $W_1(k)$ 、 $PN_1(k)$ 、 $WS_1(p, k)$ は、上述した制御部129、PN発生器124、直交符号発生器126の出力のそれぞれに、遅延部132と同様な遅延部を設けることによって作ることができる。

【0027】再び、図13に戻って説明をする。加算器136において、遅延されたベースバンドの受信信号から、干渉レプリカ135の出力信号が差し引かれ、パスPに対する逆拡散部137に入力される。このパスPに対する逆拡散部137は、図11に示したフィンガー部118<sub>1</sub>～118<sub>K</sub>中のパスPのフィンガー部と同様の構成である。すなわち、パスPに対する基準信号 $W_1(P)$ 、パスPに対するPN符号である $PN_1(P)$ 、および、パスPに対する1ユーザの直交符号 $WS_1(P)$ を用いて、干渉レプリカが削除されたベースバンドの受信信号に対して、パスPに対する逆拡散を行い、データを検出する。この出力データは、相互相関による干渉が除かれて伝送性能が改善された1ユーザのデータとなる。上述した基準信号 $W_1(P)$ 、PN符号 $PN_1(P)$ 、および、1ユーザの直交符号 $WS_1(P)$ は、先に説明したパスPを除いたパスの基準信号 $W_1(k)$ 、PN符号 $PN_1(k)$ 、および、1ユーザの直交符号 $WS_1(k)$ と同様に、Rake受信部121における処理遅延を補償するために時間遅れを持たせ、かつ、干渉キャンセラ133の内部での処理遅延も考慮して時間遅れが調整される。

【0028】図16は、1つのPN符号を共有する符号多重されたチャンネルが、NユーザのN個の通信チャンネルおよび1つのパイロットチャンネルからなる場合のものである。そして、複数ユーザに対応した干渉キャンセラが、1～M段目の干渉キャンセラ151<sub>1</sub>～151<sub>M</sub>として縦続接続されたものである。この具体例では、複数のユーザ1～Nのパスに対して複数の干渉キャンセラを動作させて、干渉を除去し、さらに複数段の干渉キャンセラを動作させるものであって、より確からしいデータが検出される。第1段目の干渉キャンセラ151<sub>1</sub>は、Rake受信部146から出力されたデータ $DR_1(1) \sim DR_1(N)$ を確からしいデータとして入力するとともに、パイロットチャンネルの既知のデータを入力し、干渉信号がキャンセルされた、より確からしいデータ $DC(1, 1) \sim DC(1, N)$ を出力する。

【0029】第2段目以降については、前段の干渉キャンセラからの出力データが次の段の干渉キャンセラの入力データになるとともに、パイロットチャンネルの既知のデータも入力される。いずれの段の干渉キャンセラ151<sub>1</sub>～151<sub>M</sub>も、電力最大パス検出器131から出力される同じパスPを電力最大パスとして選択する。なお、各段の干渉キャンセラのうち、1～(M-1)段目の干渉キャンセラ151<sub>1</sub>～151<sub>M-1</sub>については、自局

(ユーザ1)のデータを含めたユーザ1～Nのデータを出力する必要がある。すなわち、1～(M-1)段目の干渉キャンセラ151<sub>1</sub>～151<sub>M-1</sub>については、ユーザ1～ユーザNに対する逆拡散部が必要となる。

#### 【0030】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、上述した問題点を解決するためになされたもので、受信データから簡単にビット誤り率を推定することができ、また、この推定ビット誤り率を用いてマルチステージ型の干渉キャンセラの動作段数を適応的に制御することにより処理遅延時間や消費電力を少なくすることができる、直接拡散受信データの誤り推定装置、および、直接拡散受信装置を提供することを目的とするものである。

#### 【0031】

【課題を解決するための手段】本発明は、請求項1に記載の発明においては、直接拡散受信データの誤り推定装置において、直接拡散信号からあらかじめ得られた受信データに基づき、前記直接拡散信号に含まれる干渉信号のレプリカを生成し、前記直接拡散信号から前記レプリカを差し引いた信号に基づいて、干渉信号の影響が低減された受信データを出力する干渉キャンセラ、および、前記干渉キャンセラの入力データの値および出力データの値を比較して不一致の割合に基づいた誤り情報を出力する誤り情報出力手段を有するものである。上述した不一致の割合とビット誤り率との間には、所定の関係があるから、簡単な構成でビット誤りを推定することができる。

【0032】請求項2に記載の発明においては、直接拡散受信データの誤り推定装置において、直接拡散信号を受信して受信データを出力する初期データ受信部、前記直接拡散信号からあらかじめ得られた受信データに基づき、前記直接拡散信号に含まれる干渉信号のレプリカを生成し、前記直接拡散信号から前記レプリカを差し引いた信号に基づいて、干渉信号の影響が低減された受信データを出力する複数段の干渉キャンセラを有するとともに、前記干渉キャンセラの第1段目に前記初期データ受信部の出力を入力し、前記複数段の干渉キャンセラが縦続的に動作する干渉キャンセル部、および、前記干渉キャンセラの各段に対応し、前記干渉キャンセラの各段の入力データの値および出力データの値を比較して不一致の割合を出力する複数の比較部を有し、該比較部の出力に基づいて誤り情報を出力する誤り情報出力部を有するものである。したがって、前記干渉キャンセラの各段の不一致の割合に基づいて、簡単な構成で、ビット誤りを精度よく推定することができる。

【0033】請求項3に記載の発明においては、請求項1または2に記載の直接拡散受信データの誤り推定装置において、前記誤り情報に基づいて受信品質情報を送信する送信手段を有するものである。したがって、基地局などにおいて、受信品質情報を受信し、この情報を送信

電力制御等に用いることができる。

【0034】請求項4に記載の発明においては、直接拡散受信装置において、直接拡散信号を受信して受信データを出力する初期データ受信部、前記直接拡散信号からあらかじめ得られた受信データに基づき、前記直接拡散信号に含まれる干渉信号のレプリカを生成し、前記直接拡散信号から前記レプリカを差し引いた信号に基づいて、干渉信号の影響が低減された受信データを出力する複数段の干渉キャンセラを有するとともに、前記干渉キャンセラの第1段目に前記初期データ受信部の出力を入力し、前記複数段の干渉キャンセラが縦続的に動作する干渉キャンセル部、前記干渉キャンセラの各段に対応し、前記干渉キャンセラの各段の入力データの値および出力データの値を比較して不一致の割合を出力する複数の比較部を有し、該複数の比較部の出力に基づいて誤り情報を出力する誤り情報出力部、および、前記複数段の干渉キャンセラの縦続動作に伴い前記誤り情報に応じて、前記干渉キャンセル部の動作を途中で停止させるとともに、前記干渉キャンセル部の出力を受信装置の出力データとする制御手段を有するものである。したがって、干渉キャンセル部の動作段数を、誤り情報に応じて適応的に決めることができるため、処理遅延時間や消費電力を少なくすることができる。また、前記干渉キャンセラの各段の不一致の割合に基づいて、簡単な構成で、ビット誤りを精度よく推定することができる。

【0035】請求項5に記載の発明においては、直接拡散受信装置において、直接拡散信号を受信して受信データを出力する初期データ受信部、前記直接拡散信号からあらかじめ得られた受信データに基づき、前記直接拡散信号に含まれる干渉信号のレプリカを生成し、前記直接拡散信号から前記レプリカを差し引いた信号に基づいて、干渉信号の影響が低減された受信データを出力する複数段の干渉キャンセラを有するとともに、前記干渉キャンセラの第1段目に前記初期データ受信部の出力を入力し、前記複数段の干渉キャンセラが縦続的に動作する干渉キャンセル部、前記干渉キャンセラの所定の段に対応し、前記干渉キャンセラの所定の段の入力データの値および出力データの値を比較して不一致の割合を出力する比較部を有し、該比較部の出力に基づいて誤り情報を出力する誤り情報出力部、および、前記複数段の干渉キャンセラの縦続動作に伴い、前記誤り情報に応じて、前記複数段の干渉キャンセラを縦続動作させる段数を決定し、前記干渉キャンセル部の出力を受信装置の出力データとする制御手段を有するものである。したがって、干渉キャンセル部の動作段数を、誤り情報に応じて適応的に決めることができるため、処理遅延時間や消費電力を少なくすることができる。

【0036】請求項6に記載の発明においては、請求項4または5に記載の直接拡散受信装置において、前記初期データ受信部は、直接拡散信号を受信するRake受

信部である。したがって、既存のRake受信部を用いて、信頼性のある初期受信データを得ることができる。

【0037】請求項7に記載の発明においては、請求項4ないし6のいずれか1項に記載の直接拡散受信装置において、前記誤り情報に基づいて受信品質情報を送信する送信手段を有するものである。したがって、基地局などにおいて、受信品質情報を受信し、この情報を送信電力制御等に用いることができる。

【0038】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して、本発明の直接拡散受信データの誤り推定装置および直接拡散受信装置を説明する。図1は、本発明の直接拡散受信データの誤り推定装置および直接拡散受信装置の第1の実施の形態を説明するためのブロック構成図である。図中、1は受信アンテナ、2はベースバンド変換部、3はRake受信部、4は遅延部、5<sub>1</sub>、5<sub>2</sub>は干渉キャンセラ、6<sub>1</sub>は遅延部、7は誤り出力部である。受信アンテナ1で受信された直接拡散信号はベースバンド変換部2において基準周波数信号と乗算されてベースバンド信号に変換され、Rake受信部3に入力される。Rake受信部においては、直接拡散信号が逆拡散され同期検波されたものが最大比合成されて受信データを出力する。Rake受信部は、干渉キャンセル動作に必要な、ある程度確からしい初期データを与えるものである。この代わりに、ある程度確からしい初期データを他の方法で検出するようにしてもよい。例えば、上述した先行技術の場合には、電力が最大となるパスPについてベースバンドの受信信号を逆拡散して、その出力をデコードして初期データとする。

【0039】1段目の干渉キャンセラ5<sub>1</sub>は、Rake受信部3の出力に基づいて、直接拡散信号に含まれる干渉信号のレプリカを生成する。Rake受信部3の処理遅延時間を補償するための遅延部4を通過した直接拡散信号からレプリカを差し引くことにより、干渉信号の影響が低減された直接拡散信号を生成し、この干渉信号の影響が低減された直接拡散信号に対して逆拡散を行いデコードすることによって、受信データを出力する。

【0040】2段目の干渉キャンセラ5<sub>2</sub>は、1段目の干渉キャンセラと同様である。ただし、ある程度確からしい受信データとして、1段目の干渉キャンセラ5<sub>1</sub>の出力を用いる。ベースバンドの直接拡散信号は、遅延部4からさらに遅延部6<sub>1</sub>を通して干渉キャンセラ5<sub>2</sub>に入力される。遅延部6<sub>1</sub>は、1段目の干渉キャンセラ5<sub>1</sub>における処理遅延を補償する。1段目の干渉キャンセラ5<sub>1</sub>が出力する受信データは、Rake受信部3から出力される受信データよりも干渉の影響が低減された受信信号であるから、2段目の干渉キャンセラ5<sub>2</sub>は、1段目の干渉キャンセラ5<sub>1</sub>が入力する受信データよりも、より確からしい入力信号を用いて干渉キャンセルを行うため、さらに確からしい受信データを出力する。



【0041】誤り出力部7は、2段目の干渉キャンセラ5<sub>2</sub>の入力信号（1段目の干渉キャンセラ5<sub>1</sub>の出力する受信データ）の値と、干渉キャンセラ5<sub>2</sub>の出力データである干渉信号の影響が低減された受信データの値とを比較し、それぞれの値が不一致となる割合を出力することにより、後述するように、ビット誤り率の差分推定値を出力する。なお、各段の干渉キャンセラおよび誤り出力部は、ハードウェアで実現することもできるし、プログラムを実行するCPUによりソフトウェアで実現することもできる。

【0042】図2は、図1に示した誤り出力部の概要ブロック構成図である。図中、11は排他的論理和（XOR）、12はカウンタ、13は割り算部、14は校正部である。干渉キャンセラ5<sub>2</sub>への入力データおよび出力データを、排他的論理和（XOR）11において比較する。この演算は2つのデータの値（2値の場合、ビット）が異なっていれば1を出力し、2つのデータの値が同じであれば0を出力する。したがって、干渉キャンセラ5<sub>2</sub>内において、干渉キャンセルの結果、誤った受信データが正しい受信データに変化したときには、排他的論理和（XOR）11の出力が1となり、干渉キャンセラ5<sub>2</sub>への受信データに誤りがあったことが推定される。

【0043】なお、排他的論理和11においては、干渉キャンセラ5<sub>2</sub>に入力される受信データの、あるビット位置のデータと、このビット位置のデータが干渉キャンセラ5<sub>2</sub>において干渉信号の影響が低減された受信データとして再出力されるときデータの値とが比較される必要がある。したがって、図示を省略しているが、入力データ11は、干渉キャンセラ5<sub>2</sub>における処理遅延時間だけ遅延させる遅延回路を通すか、メモリに記憶させて、出力されるビット位置に同期して読み出されるようにする。

【0044】カウンタ12は、排他的論理和（XOR）11が出力する1の数をカウントする。その出力を割り算部13において、全入力データ数で割ると、2段目の干渉キャンセラ5<sub>2</sub>の出力のビット誤り率を基準にした（ゼロと仮定した）、この入力データの相対的なビット誤り率の推定値がわかる。見方を変えれば、干渉キャンセラ5<sub>2</sub>の段の入出力データ間のビット誤り率の差分値（ビット誤り率の差分推定値）が推定される。

【0045】2段目の干渉キャンセラ5<sub>2</sub>によって仮に誤りが十分修正されているとすれば、割り算部13の出力を、誤り率の差分推定値としてではなく、そのまま、絶対的なビット誤り率であると推定することもできる。しかし、校正部14は、ビット誤り率の推定値の精度を向上させるために、あらかじめ、ビット誤り率の差分値と、絶対的なビット誤り率の値の間の相関関係を校正用データベースとして作成しておき、そのデータベースを用いて、絶対的なビット誤り率の推定をより確からしく

することができる。校正部14を動作させたときには、校正部14の出力を誤り率の推定値として出力する。

【0046】図3は、縦続接続された干渉キャンセラの出力する受信データの誤り率特性を示す線図である。図中、横軸は、1ビット当たりの信号電力を $E_b$ 、1Hz当たりのノイズ電力を $N_o$ としたときの、平均の $E_b/N_o$ である。縦軸は、平均ビット誤り率を対数目盛で表し、 $E_1$ は1段目の干渉キャンセラ5<sub>1</sub>の平均ビット誤り率、 $E_2$ は2段目の干渉キャンセラ5<sub>2</sub>の平均ビット誤り率である。図示の絶対的な平均ビット誤り率 $E_1$ および $E_2$ 自体は、シミュレーションにより求めることはできるが、実測することは容易でない。しかし、図2に示した誤り出力部により求められる、干渉キャンセラ5<sub>2</sub>の入力データの値と出力データの値とが異なる割合は、平均ビット誤り率の差分値（ $E_2 - E_1$ ）を推定していることになる。

【0047】平均ビット誤り率の差分値（ $E_2 - E_1$ ）は、 $E_b/N_o$ の値 $a$ が大きくなるほど小さくなる。したがって、あらかじめ、図示のような平均ビット誤り率 $E_1$ 、 $E_2$ 自体を、シミュレーションあるいは実測により求めておいて、校正用データベースを作成しておけば、平均ビット誤り率の差分値（ $E_2 - E_1$ ）の推定値から、平均ビット誤り率 $E_1$ および $E_2$ 自体を推定することができる。また、そのときの $E_b/N_o$ の値 $a$ も推定することができる。

【0048】なお、絶対的な平均ビット誤り率 $E_1$ および $E_2$ 自体を実測により推定する方法としては、ある決まったビット列のデータを実際に送信し、受信側で受信信号をデコードして、そのデコードされたデータと送信されたビット列のデータとを比較することにより、ビット誤り率を推定する方法が考えられる。もちろん、図2に示した誤り出力部に代えて、常時、このような方法で平均ビット誤り率 $E_1$ 、 $E_2$ 自体を推定することも可能である。しかし、このようなビット列を送受信する通信制御手順が必要であるだけでなく、通常のデータ通信時に実行するとなると、その決まったデータ列を送信するために、ユーザデータの伝送レートが低下することになる。

【0049】なお、図2に示した誤り出力部7に代えて、本発明者の発明にかかる特願平5-045837号として出願した発明の手法を用いて、誤り率自体を実測により推定する方法もある。この方法は、デジタル復調時に、最適なサンプルタイミング、わずかにずらせたサンプルタイミング、の各タイミングにおけるビット誤り率の差に基づいて、誤り率自体を推定する方法である。しかし、高速処理が必要となるので回路構成の実現が困難なことや、高速化に伴って回路の消費電力が大きくなるといった欠点がある。

【0050】図4は、本発明の直接拡散受信データの誤り推定装置および直接拡散受信装置の第2の実施の形態

を説明するためのブロック構成図である。この実施の形態は、干渉キャンセラを $N$ 個まで縦続接続したものである。1段目の干渉キャンセラ $5_1$ の入出力間に誤り出力部 $7_0$ を挿入し、各段の干渉キャンセラ $5_2 \sim 5_N$ についても、誤り出力部 $7_1 \sim 7_{N-1}$ を付加した。誤り出力部 $7_0, 7_1 \sim 7_{N-1}$ の内部構成は、図1の誤り出力部7と同様に、図2に示すものである。 $6_{N-1}$ は $N-1$ 段目の遅延部である。なお、誤り出力部 $7_0$ は、Rake受信部3のビット誤り率と1段目の干渉キャンセラ $5_1$ のビット誤り率との差に相当する誤り情報を出力している。

【0051】各段ごとの誤り出力部 $7_0, 7_1 \sim 7_{N-1}$ においては、各段の干渉キャンセラ $5_1 \sim 5_N$ に入力された受信データと、干渉をキャンセルされて出力される受信データの値が異なる割合（ビット誤り率の差分推定値）を、誤り情報として出力する。あるいは、各段の校正部14において、ビット誤り率の差分推定値から絶対的なビット誤り率を推定して、これを誤り情報として出力することができる。各段ごとの誤り出力部の誤り情報に基づいて、干渉キャンセラによって干渉信号の影響が低減された最終的な受信データの正確にビット誤り率を推定することができる。

【0052】複数段の干渉キャンセラ $5_1 \sim 5_N$ は、前段の処理が終わった後に、前段の処理結果（干渉の影響が低減された受信データ）を用いて、後段の処理が可能となるような、縦続動作を行う。したがって、ビット誤り率が所定の閾値 $E_{th}$ よりも低いかどうかを判定するだけでよい場合、この段の出力データのビット誤り率が所定の閾値 $E_{th}$ よりも低くなるときの、ビット誤り率の差分値を記憶させておき、ビット誤り率の差分値が記憶しておいた値になったときには、以降の段の縦続動作を停止させることができ、処理時間の短縮、消費電力の削減、および、ソフトおよびハードウェア資源の削減をすることができる。

【0053】図5は、本発明の直接拡散受信データの誤り推定装置および直接拡散受信装置の第3の実施の形態を説明するためのブロック構成図である。21は判定選択回路、22は出力データ選択スイッチである。

【0054】この実施の形態においては、図4に示した第2の実施の形態と同様に、干渉キャンセラ $5_1, 5_2 \sim 5_N$ を縦続接続したものである。同時に、各段の干渉キャンセラの出力からデータ選択端子を引き出し、出力データ選択スイッチ22により、1つを選択し、これを受信機としての受信データとして出力する。この出力データ選択スイッチ22を制御する判定選択回路21は、各段の干渉キャンセラ $5_1 \sim 5_N$ の各段の出力におけるビット誤り率が所定品質を満たすビット誤り率となるとき、各段の誤り出力部 $7_0 \sim 7_{N-1}$ において検出されるビット誤り率の差分推定値の閾値を記憶しておく。

【0055】判定選択回路21が、各段の誤り出力部 $7_0 \sim 7_{N-1}$ において検出されるビット誤り率の差分推定値

が、上述した差分推定値の閾値よりも低下したことを検出すると、縦続動作を行っている干渉キャンセラ $5_1 \sim 5_N$ 、さらには、誤り出力部 $7_0 \sim 7_N$ の動作を停止させるとともに、干渉キャンセル動作を行った最終動作段の干渉キャンセラの出力を、出力データ選択スイッチ22に選択させる。その結果、ビット誤り率の差分推定値が基準となる閾値を満たした干渉キャンセラの途中段よりも以降の動作を停止させることになる。それ以降の回路動作あるいは演算は行わなくてもよいので、受信データが出力されるまでの遅延時間が短縮されるとともに、消費電力も削減することができる。

【0056】図6は、本発明の直接拡散受信データの誤り推定装置および直接拡散受信装置の第4の実施の形態を説明するためのブロック構成図である。この実施の形態は、図5とほぼ同様な構成をとるが、誤り出力部を1つとし、この例では、第1段目の干渉キャンセラ $5_1$ に対応した、誤り出力部 $7_0$ を設けているが、他の段に設けてもよい。

【0057】誤り出力部 $7_0$ から出力されるビット誤り率の差分推定値から絶対的なビット誤り率を推定できる。この絶対的なビット誤り率から、縦続接続された干渉キャンセラの何段目の出力で、所定品質を満たすビット誤り率になるかを識別することができる。したがって、所定品質を満たすビット誤り率になる干渉キャンセラの段数を判定して、この段が最終段となるように干渉キャンセラを動作させ、最終段の干渉キャンセラから受信装置としての受信データを出力する。ただし、ビット誤り率の検出精度は、図5に示した実施の形態よりも悪くなる。

【0058】図7は、本発明の直接拡散受信データの誤り推定装置および直接拡散受信装置の第5の実施の形態を説明するためのブロック構成図である。この実施の形態は、直接拡散受信装置において、誤り情報を送信データに挿入して他局に送信する機能を備えたものである。これは、例えば、移動端末が基地局に対し、自局の最終的に出力される受信データの品質情報を送信することにより、最適な送信電力制御などに用いるものである。受信データの品質情報としては、例えば、ビット誤り率の差分推定値、あるいは、校正部によって作成される絶対的なビット誤り率の推定値などを用いればよい。絶対的なビット誤り率の推定値は、受信装置において1つ出力すればよいから、誤り出力部が複数ある場合には、その中の1つの誤り出力部の校正部を動作させればよい。なお、受信装置に用いるだけでなく、直接拡散受信データの誤り推定装置であっても、同様に受信信号の品質情報を他局に送信するようにしてもよい。また、この実施の形態では、図1に示した装置を前提としたが、他の実施の形態の装置においても同様に適用可能である。

【0059】図8は、本発明の直接拡散受信装置の計算機シミュレーション結果を示す線図である。先行技術と

して説明した干渉キャンセラに適用したものである。すなわち、DS-SSシステムにおける信号受信装置であって、受信信号を入力してK個のパスに対するインパルスレスポンスを推定するインパルスレスポンス推定手段、前記インパルスレスポンス推定手段の出力から電力が最大となるパスを選択するパス選択手段、前記受信信号に対し、前記K個のパスにおける少なくとも自局のユーザチャンネルについて逆拡散を行う逆拡散手段、前記逆拡散手段の出力信号に対して同期検波を行うことにより、少なくとも前記自局のユーザチャンネルの初期データを出力する初期データ出力手段、複数段の干渉レプリカ生成手段、および、複数段のデータ出力手段を有し、第1段目の前記干渉レプリカ生成手段は、前記初期データに基づいて、前記電力が最大となるパスを少なくとも除いたパスにおける、前記同期検波および前記逆拡散を行う以前の信号を生成することにより、前記電力が最大となるパスを少なくとも除いたパスにおける、少なくとも前記自局のユーザチャンネルの前記受信信号を仮想的に生成し、第2段目以降の前記干渉レプリカ生成手段は、当該段の前段の前記データ出力手段の出力データに基づいて、前記電力が最大となるパスを少なくとも除いたパスにおける、前記同期検波および前記逆拡散を行う以前の信号を生成することにより、前記電力が最大となるパスを少なくとも除いたパスにおける、少なくとも前記自局のユーザチャンネルの前記受信信号を仮想的に生成し、前記データ出力手段は、前記受信信号から当該段の前記干渉レプリカ生成手段の出力信号を差し引いた信号に対し、前記電力が最大となるパスにおける少なくとも前記自局のユーザチャンネルについて再び前記逆拡散を行い、再び前記逆拡散が行われた信号に対し、少なくとも前記自局のユーザチャンネルについて再び前記同期検波を行うことにより、少なくとも前記自局のユーザチャンネルのデータを出力するものである。

【0060】特に、前記受信信号は、複数のユーザチャンネルを備え、前記逆拡散手段は、前記受信信号に対し、前記K個のパスにおける前記複数のユーザチャンネルについて逆拡散し、前記初期データ出力手段は、前記複数のユーザチャンネルの初期データを出力し、前記第1段目の干渉レプリカ生成手段および前記第2段目以降の干渉レプリカ生成手段は、前記電力が最大となるパスを少なくとも除いたパスにおける前記複数のユーザチャンネルの前記受信信号を仮想的に生成し、最終段を除く前記データ出力手段は、前記電力が最大となるパスにおける前記複数のユーザチャンネルについて再び前記逆拡散を行い、再び前記逆拡散が行われた信号に対し、前記複数のユーザチャンネルについて前記同期検波を行うことにより、前記複数のユーザチャンネルのデータを出力し、最終段の前記データ出力手段は、前記電力が最大となるパスにおける前記複数のユーザチャンネルについて再び前記逆拡散を行い、再び前記逆拡散が行われた信号

に対し、少なくとも前記自局のユーザチャンネルについて前記同期検波を行うことにより、少なくとも前記自局のユーザチャンネルのデータを出力するものである。

【0061】計算機シミュレーションのチップレートは1 Mcps、フェージング環境は4波の等パワーレイリーフェージング(100 Hz)、ユーザー数(符号多重数)は24、Rake受信のフィンガー数Kは4、サーチャ部168内のフィルタ128は、移動平均フィルタで、その平均区間のシンボル数は8である。先行技術の説明において説明を省略したが、図11におけるサーチャ部168の位相誤差を補正して $W_k$ を推定することによりキャリア位相精度を向上させている。横軸は1ビット当たりの信号電力を $E_b$ 、1 Hz当たりのノイズ電力を $N_0$ としたときの、平均の $E_b/N_0$ である。縦軸は、平均ビット誤り率である。

【0062】図5において、ビット誤り率推定値 $QI(i)$ はi段の干渉キャンセラの出力データとi+1段の干渉キャンセラ出力データとを比較し、その不一致となるデータ数の全データ数に対する比をとったものである。すなわちビット誤り率推定値 $QI(i)$ は、図2に示した校正部14を使用せず、割り算部13の出力であるビット誤り率差分推定値である。しかし、これを、そのまま絶対的なビット誤り率の推定値として図示した。また、 $QI(0)$ は、Rake受信部3と1段目の干渉キャンセラ5<sub>1</sub>によるビット誤り率の差分推定値である。

【0063】この線図から明らかなように、誤り出力部7<sub>0</sub>におけるビット誤り率推定値 $QI(0)$ (白丸)に対するRake受信部3の出力データのビット誤り率(黒丸)、誤り出力部7<sub>1</sub>におけるビット誤り率推定値 $QI(1)$ (白三角)に対する1段目の干渉キャンセラ5<sub>1</sub>の出力データのビット誤り率(黒三角)、および、誤り出力部7<sub>1</sub>におけるビット誤り率推定値 $QI(2)$ (白四角)に対する2段目の干渉キャンセラ5<sub>2</sub>の出力データのビット誤り率(黒四角)とは、それぞれ、ほとんど一致していることがわかる。この結果より、ビット誤り率差分推定値をもって、その絶対的なビット誤り率を推定することも有効である。

【0064】もちろん、校正部により、あらかじめビット誤り率差分推定値とビット誤り率との対応関係を記憶させておくことにより、より正確に絶対的なビット誤り率を推定することができる。なお、ビット誤り率推定値 $QI(i)$ をもって、絶対的なビット誤り率とみなし、かつ、この値が所定の閾値を下回ったときに、i段目の干渉キャンセラの出力から最終的な受信データを出力するという簡単なビット誤り率の推定を行えば、所定の閾値を下回るビット誤り率の受信データを出力することができる。しかし、既に動作を完了している次段のi+1段目の干渉キャンセラから受信データを取り出せば、さらにビット誤り率の小さな受信データを出力することができる。

【0065】なお、図3に関連して説明した、絶対的なビット誤り率の推定値を直接的に実測するようにしても、絶対的な誤り率に応じて、適応的に、縦続接続された複数段の干渉キャンセラの動作段数を決定することができる。

【0066】上述した説明では、キャンセラとして、直接拡散受信信号の干渉信号をキャンセルするものを前提として説明した。しかし、これに限らず、直接拡散受信信号を含む一般の受信信号について、ビット誤り率を低下させる要因となる信号を、受信信号から取り除くものであれば、干渉キャンセラに限らない。このようなキャンセラを多段に縦続接続することにより、ビット誤り率を低下させる要因となる信号の除去を、複数回繰り返して行うことにより、より確からしさのある受信信号を出力することができる。このような場合にも、簡単な構成でビット誤り率の差分推定値を出力することができ、この差分推定値からビット誤り率を推定することが可能となる。また、ビット誤り率の差分推定値、または、ビット誤り率の推定値を求めることにより、キャンセラを何段まで動作させれば、受信データに要求される品質を満足するかがわかる。

【0067】

【発明の効果】本発明は、上述した説明から明らかなように、干渉キャンセラを備えていれば、簡単な構成で容易にビット誤り率を推定できるという効果がある。さらに、マルチステージ型干渉キャンセラの各段の出力データを比較して判定したビット誤り率に関する推定結果を用いて、干渉キャンセラの段数を適応的に変化させて平均処理時間の短縮や低消費電力化を図ることも可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の直接拡散受信データの誤り推定装置および直接拡散受信装置の第1の実施の形態を説明するためのブロック構成図である。

【図2】図1に示した誤り出力部の概要ブロック構成図である。

【図3】縦続接続された干渉キャンセラの出力する受信

データの誤り率特性を示す線図である。

【図4】本発明の直接拡散受信データの誤り推定装置および直接拡散受信装置の第2の実施の形態を説明するためのブロック構成図である。

【図5】本発明の直接拡散受信データの誤り推定装置および直接拡散受信装置の第3の実施の形態を説明するためのブロック構成図である。

【図6】本発明の直接拡散受信データの誤り推定装置および直接拡散受信装置の第4の実施の形態を説明するためのブロック構成図である。

【図7】本発明の直接拡散受信データの誤り推定装置および直接拡散受信装置の第5の実施の形態を説明するためのブロック構成図である。

【図8】本発明の直接拡散受信装置の計算機シミュレーション結果を示す線図である。

【図9】DS-CDMAシステムにおける下りリンクの構成を示す図である。

【図10】DS-CDMAシステムにおける基地局の送信装置の概要構成図である。

【図11】DS-CDMAシステムにおける子局の受信装置の概要構成図である。

【図12】先行技術の基本ブロック構成図である。

【図13】図12に示した干渉キャンセラの内部構成図である。

【図14】図13に示した干渉レプリカ生成部の内部構成図である。

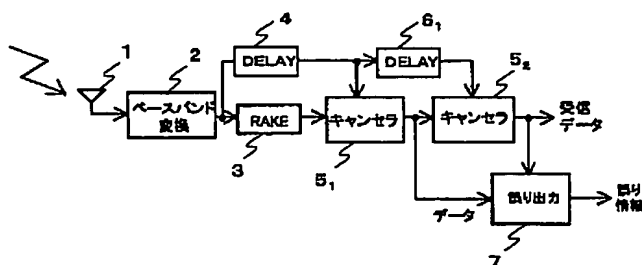
【図15】図13に示した干渉キャンセラの動作説明図である。

【図16】先行技術のブロック構成図である。

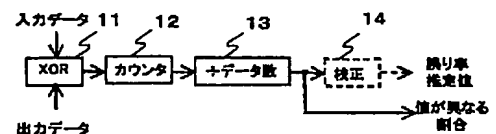
【符号の説明】

1 受信アンテナ、2 ベースバンド変換部、3 Rake受信部、4 遅延部、5<sub>1</sub>~5<sub>N</sub> 干渉キャンセラ、6<sub>1</sub>~6<sub>N-1</sub> 遅延部、7 誤り出力部、11 排他的論理和(XOR)、12 カウンタ、13 割り算部、14 校正部、21 判定選択回路、22 出力データ選択スイッチ。

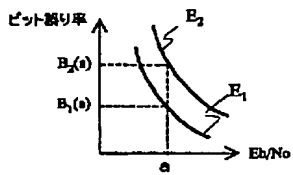
【図1】



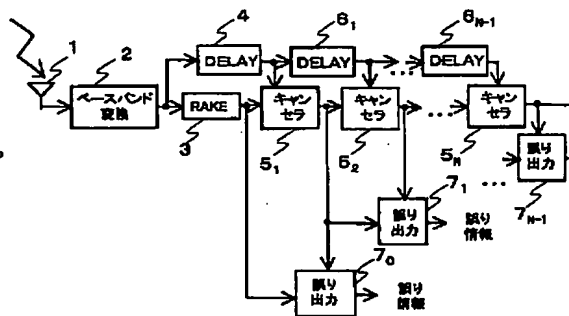
【図2】



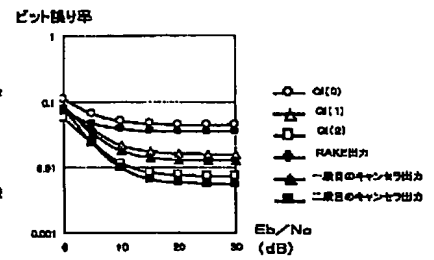
【図3】



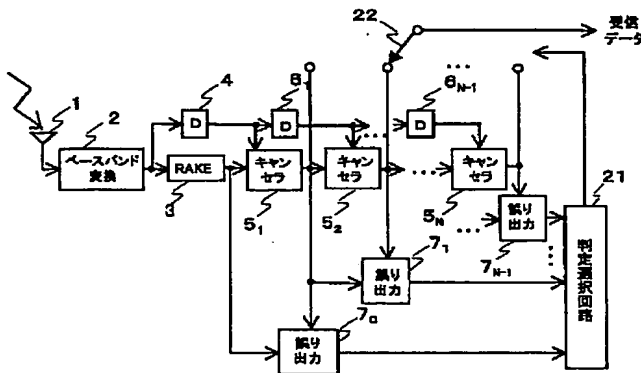
【図4】



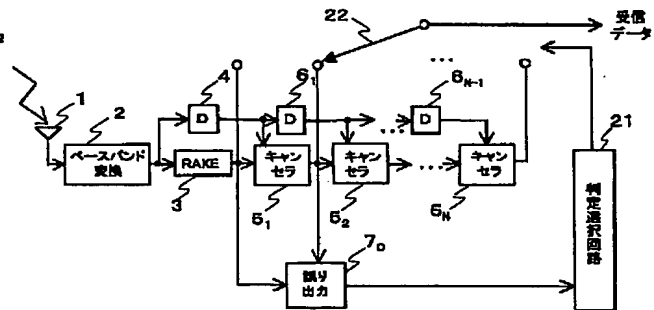
【図8】



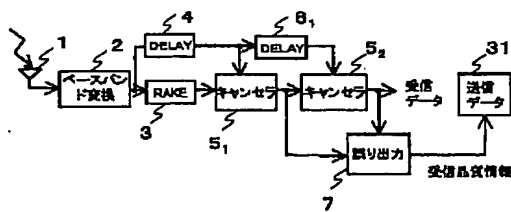
【図5】



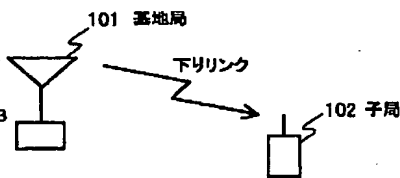
【図6】



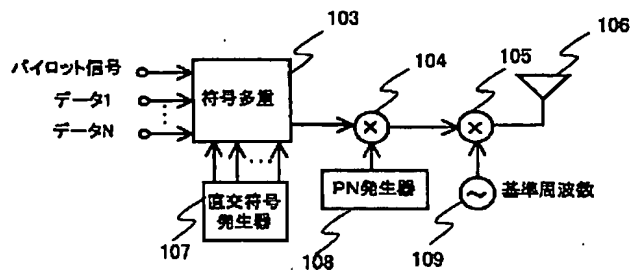
【図7】



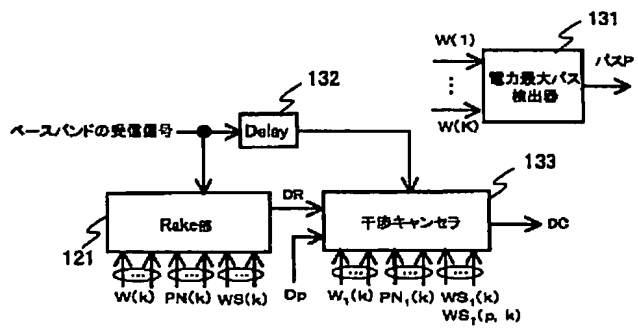
【図9】



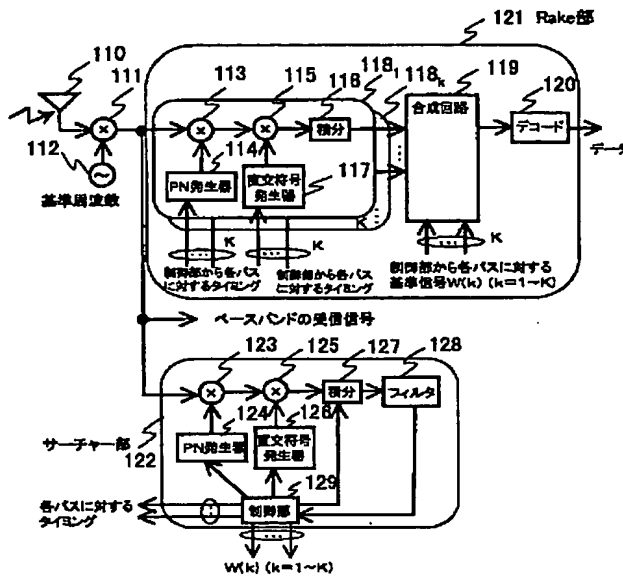
【図10】



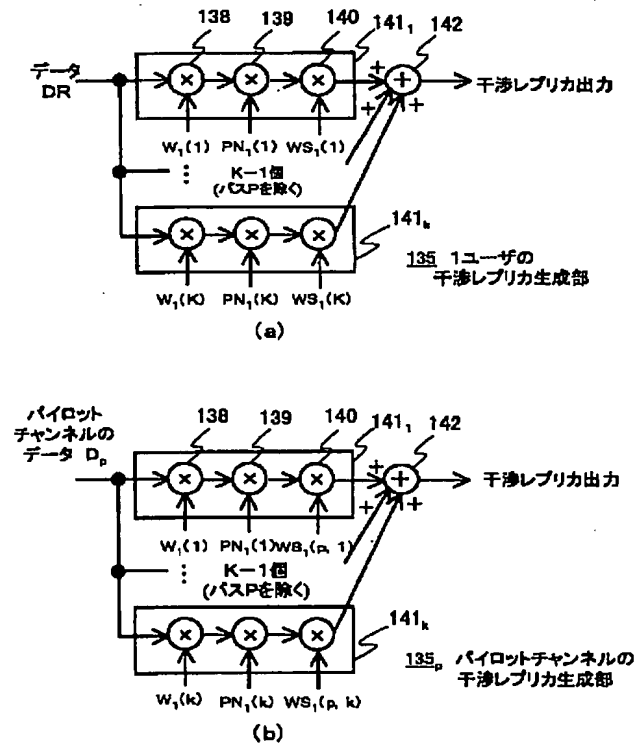
【図12】



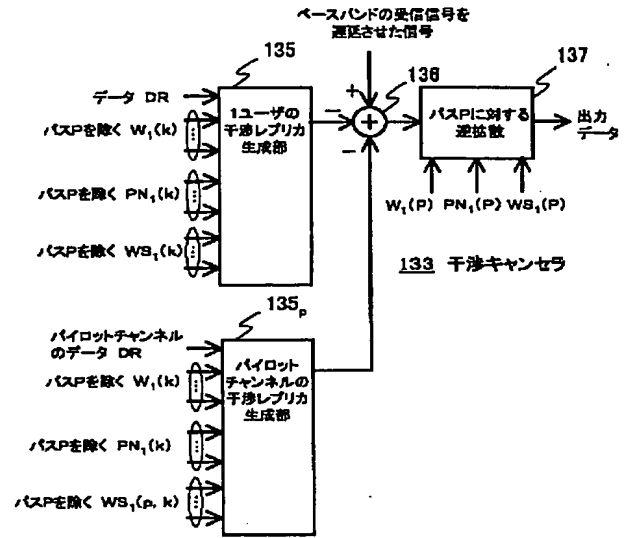
【図11】



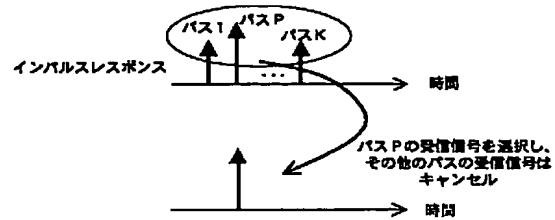
【図14】



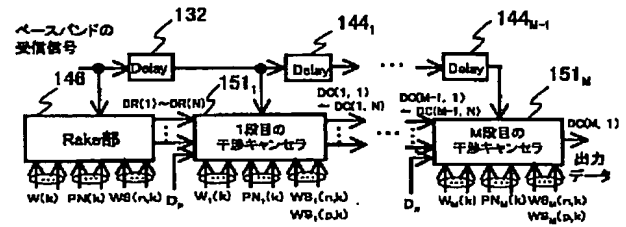
【図13】



【図15】



【図16】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5K014 AA01 EA08 FA09 GA02 HA10  
5K022 EE02 EE32 EE35  
5K052 AA01 BB08 DD04 EE24 FF32  
GG20 GG42